

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2001-203513
(P2001-203513A)

(43)公開日 平成13年7月27日 (2001.7.27)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 1 P 7/10

識別記号

F I

H 0 1 P 7/10

マーク(参考)

5 J 0 0 6

審査請求 有 請求項の数15 O L (全 10 頁)

(21)出願番号 特願2000-12939(P2000-12939)

(22)出願日 平成12年1月21日 (2000.1.21)

(71)出願人 000003067

ティーディーケイ株式会社

東京都中央区日本橋1丁目13番1号

(72)発明者 アルン・チャンドラ・クンデュ
東京都中央区日本橋一丁目13番1号ティーディーケイ株式会社内

(72)発明者 遠藤 謙二
東京都中央区日本橋一丁目13番1号ティーディーケイ株式会社内

(74)代理人 100074930

弁理士 山本 恵一

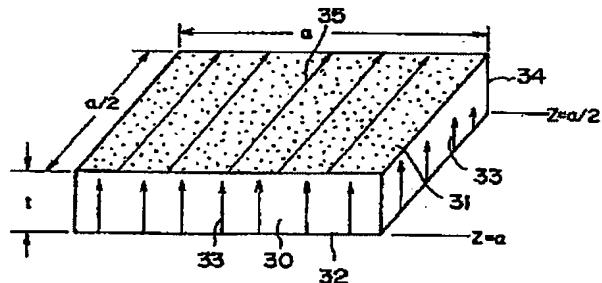
Fターム(参考) 5J006 HB03 HC03 HC11

(54)【発明の名称】 高周波誘電体共振器

(57)【要約】

【課題】 共振周波数及び無負荷Q値を変えることなく寸法を小型化できる高周波誘電体共振器を提供する。

【解決手段】 T E Mモードで共振する $\lambda/4$ 誘電体共振器であって、上平面、下平面及び4つの側面を有する矩形誘電体ブロックと、上平面にコーティングされた第1の金属層と、下平面にコーティングされた第2の金属層と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを備えている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 TEMモードで共振する $\lambda/4$ 誘電体共振器であって、上平面、下平面及び4つの側面を有する矩形誘電体ブロックと、前記上平面にコーティングされた第1の金属層と、前記下平面にコーティングされた第2の金属層と、前記4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを備えたことを特徴とする高周波誘電体共振器。

【請求項2】 前記矩形誘電体ブロックが、セラミック誘電体であることを特徴とする請求項1に記載の誘電体共振器。
10

【請求項3】 前記第3の金属層がコーティングされた側面とは異なる1つの側面の一部に形成された金属パターンをさらに備えたことを特徴とする請求項1又は2に記載の誘電体共振器。

【請求項4】 前記金属パターンが、前記第3の金属層がコーティングされた側面に対向する側面に形成されていることを特徴とする請求項3に記載の誘電体共振器。

【請求項5】 前記金属パターンが、前記第3の金属層がコーティングされた側面と直交する1つの側面に形成されていることを特徴とする請求項3に記載の誘電体共振器。
20

【請求項6】 前記金属パターンが、略矩形であることを特徴とする請求項3から5のいずれか1項に記載の誘電体共振器。

【請求項7】 前記金属パターンが、該共振器の励振電極であることを特徴とする請求項3から6のいずれか1項に記載の誘電体共振器。

【請求項8】 前記金属パターンが、前記上平面上の前記第1の金属層及び前記下平面上の前記第2の金属層から離隔していることを特徴とする請求項3から7のいずれか1項に記載の誘電体共振器。
30

【請求項9】 前記金属パターンが、外部回路との結合に適した寸法を有していることを特徴とする請求項3から8のいずれか1項に記載の誘電体共振器。

【請求項10】 前記下平面に設けられており、外部Q値を調整するための金属パターン延長部をさらに備えたことを特徴とする請求項3から9のいずれか1項に記載の誘電体共振器。

【請求項11】 前記上平面の前記第1の金属層に、周波数調整用の狭いスリットが設けられていることを特徴とする請求項1から10のいずれか1項に記載の誘電体共振器。
40

【請求項12】 前記スリットが励振方向とは異なる方向に沿って設けられていることを特徴とする請求項11に記載の誘電体共振器。

【請求項13】 請求項1から12のいずれか1項に記載の高周波誘電体共振器を用いたことを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項14】 請求項1から12のいずれか1項に記
50

載の高周波誘電体共振器を用いたことを特徴とする電圧制御発振器。

【請求項15】 請求項1から12のいずれか1項に記載の高周波誘電体共振器を用いたことを特徴とするアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、従来の誘電体共振器に比して高い無負荷Q値を有している低背型TEMモード高周波誘電体共振器に関する。本発明の共振器は、例えば、フィルタ、電圧制御発振器（VCO）及び移動通信用のアンテナにおいて使用可能である。

【0002】

【従来の技術】 公知の文献として、(1) アルン・チャンドラ・クンデュ及びイクオ・アワイ、「矩形誘電体ディスク共振器を用いた低背型デュアルモードBPF」、電気・情報関連学会中国支部連合大会会報、第272頁、1997年10月、広島、(2) アルン・チャンドラ・クンデュ及びイクオ・アワイ、「円形誘電体ディスク共振器における分布結合及び低背型デュアルモードBPFを形成するための矩形誘電体ディスク共振器へのその応用」、1998 IEEE MTT-S ダイジェスト、第837頁～第840頁、1998年6月、米国メリーランド州が存在する。

【0003】 本願の発明者の1人であるアルン・チャンドラ・クンデュは、これら文献(1)及び(2)において、以下のとおり構成を有する新しいタイプのTEMデュアルモード誘電体ディスク共振器及びその共振器を用いたバンドパスフィルタを提案している。

【0004】 この誘電体共振器は、5mm×5mmの正方形の平面形状を有するデュアルモード共振器であり、その上面及び下面は、銀層によってコーティングされている。上面側の銀層はフローティングされており、下面側の銀層は接地されている。これら2つの銀層に挟まれる内側には、比誘電率 $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料が充填されている。ディスク共振器の全ての側面は、空中に露出する開放面となっている。従って、これら開放面を通して放射が容易に発生し、このディスク共振器は半波長共振器として動作する。電界は共振器の電気的壁において最大となり、共振器の対称面において最小となる。それゆえ、この種の共振器は、半波長($\lambda/2$)誘電体ディスク共振器と呼ばれる。

【0005】 図1は、このディスク共振器に関してその厚さと無負荷Q値との関係を理論的及び実験的に確認した結果を示す特性図であり、同様のものが文献(1)に記載されている。同図から明らかのように、このディスク共振器は、比誘電率 $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料を用いた場合、その厚さが1mmのときに無負荷Q値が最大(=250(実験値))となる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】最近の移動電話機等は大幅に小型化されており、内部に用いられる誘電体共振器もその小型化に対応してさらなる低背化及び小型化が要求されている。しかしながら、誘電体共振器の性能を維持しつつその寸法をさらに小型化することは、誘電体材料としてより高い誘電率を有するものを用いること以外、非常に難しい。

【0007】従って本発明の目的は、共振周波数及び無負荷Q値を変えることなく寸法を小型化できる高周波誘電体共振器を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、TEMモードで共振する $\lambda/4$ 誘電体共振器であって、上平面、下平面及び4つの側面を有する矩形誘電体ブロックと、上平面にコーティングされた第1の金属層と、下平面にコーティングされた第2の金属層と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを備えた高周波誘電体共振器が提供される。

【0009】図2は、一般的な $\lambda/2$ 誘電体共振器の構成を示しており、図3は、本発明の $\lambda/4$ 誘電体共振器の基本的構成を示す斜視図である。

【0010】図2において、20は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、21は誘電体ブロック20の上面上にコーティングされた金属層、22は誘電体ブロック20の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。上面の金属層21はフローティングされており、下面の金属層22は接地されている。誘電体ブロック20の4つの側面は、全て開放面となっている。図2においては、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の長さがa、厚さがtで示されている。

【0011】この $\lambda/2$ 誘電体共振器において、z軸方向のTEMモードを想定すると、同図の矢印23で示すように、負の最大電界はz=0の平面にあり、正の最大電界はz=aの平面にある。最小(ゼロ)電界は、明らかに、共振器の対称面であるz=a/2の平面24内にある。

【0012】このような $\lambda/2$ 誘電体共振器をこの対称面24に沿って切断し、切断面に導体を設ければ、2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器を得ることができる。

【0013】図3はこのようにして得た $\lambda/4$ 誘電体共振器であり、同図において、30は直方体形状の誘電体ブロック、31は誘電体ブロック30の上面にコーティングされた金属層、32は誘電体ブロック30の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。上面の金属層31はフローティングされており、下面の金属層32は接地されている。誘電体ブロック30の1つの側面は金属層34でコーティングされた、金属層31及び32の短絡面となっており、他の3つの側面は開放面となっている。なお、同図において、矢印33は電界、矢印35は電流をそれぞれ示している。

10

20

20

30

40

50

4

【0014】図3の $\lambda/4$ 誘電体共振器及び図2の $\lambda/2$ 誘電体共振器は、原理的には同じ共振周波数を有している。誘電体が $\epsilon_r = 9.3$ という比較的高い比誘電率を有しているために、電磁界閉じ込め特性は十分に強く、しかも、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の電磁界分布は、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合とさほど異なることはない。即ち、 $\lambda/4$ 誘電体共振器及び $\lambda/2$ 誘電体共振器の電磁界分布は、ほぼ同じである。図2及び図3に示すように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積は $\lambda/2$ 誘電体共振器の半分である。その結果、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の総エネルギー量も $\lambda/2$ 誘電体共振器の半分となる。それにもかかわらず、エネルギー損失が $\lambda/2$ 誘電体共振器の50%に減少するため、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の無負荷Q値は、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分となる。即ち、 $\lambda/4$ 誘電体共振器は、共振周波数及び無負荷Q値を変えることなく、寸法を大幅に小型化することができる。

【0015】矩形誘電体ブロックが、セラミック誘電体ブロックであることが好ましい。

【0016】第3の金属層がコーティングされた側面とは異なる1つの側面の一部に共振器の励振電極である金属パターンが形成されていることが好ましい。この場合、金属パターンが、第3の金属層がコーティングされた側面に対向する側面上、又は第3の金属層がコーティングされた側面と直交する1つの側面上に形成されているかもしれない。

【0017】金属パターンは、好ましくは、略矩形であるが、これに限定されることなく、任意の形状とすることができます。この金属パターンが、上平面上の第1の金属層及び下平面上の第2の金属層から離隔していることも好ましい。

【0018】金属パターンが、外部回路との結合に適した寸法を有していることがより好ましい。

【0019】下平面上に、外部Q値を調整するための金属パターン延長部が設けられていることも好ましい。

【0020】上平面上の第1の金属層に、周波数調整用の狭いスリットが設けられていることが好ましい。このスリットが励振方向とは異なる方向に沿って設けられていることがより好ましい。

【0021】本発明の誘電体共振器は、フィルタのみならず、電圧制御発振器(VCO)及び移動通信用のアンテナへ適用することが可能である。

【0022】

【発明の実施の形態】図4aは本発明の一実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図であり、図4bはこの実施形態におけるPEC面での磁界のリンクを説明する斜視図である。

【0023】図4aにおいて、40は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、41は誘電体ブロック40の上面にコーティングされた金属層、42は誘電体ブロック40の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ

示している。下面の金属層42は接地されている。1つの側面の金属層44は、 $\lambda/2$ 共振器の完全な電気導体(P E C)に相当し、上面の金属層41と下面の金属層42とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック40の、金属層44でコーティングされた側面と対向する側面には、略矩形の金属パターンからなる励振電極46が形成されている。なお、接地されている下面の金属層42の一部には、励振電極46と金属層44とを離隔するための切り欠き42aが設けられている。

【0024】本実施形態において、誘電体ブロック40は $\epsilon_r = 9.3$ という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層41、42及び44並びに励振電極46は銀で形成されている。

【0025】以下、共振周波数について説明する。

【0026】前述した文献(2)に記載されている共振周波数を算出する理論的概念は、本実施形態のごとき矩形誘電体共振器の場合に適用することができ、以下、約2GHzの共振周波数を有する誘電体共振器について考察する。

【0027】この文献(2)に記載されている理論を用いると、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の寸法は、2GHzの共振周波数においては、8.5mm×8.5mm×1.0mmとなる。この値は、実験的に確認されている。

【0028】図2及び図3に関連して説明したように、この $\lambda/2$ 誘電体共振器を電界(z軸)方向の対称面に沿って切断すると、2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器が得られ、各々の寸法は、8.5mm×4.25mm×1.0mmとなる。両方の $\lambda/4$ 誘電体共振器とも、1つの短絡面を有している。これは、上述したように金属層44でコーティングされている。 $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合は対称面が仮想の電気的壁として動作するが、単一の $\lambda/2$ 誘電体共振器から2つの実際の $\lambda/4$ 誘電体共振器を形成する場合、この仮想の電気的壁は図4a及び図4bに示すごとき金属層44でコーティングされた壁となる。

【0029】図4bに示すように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の磁界48は、この金属層44による短絡面の部分で最大となり、金属層44をリンクすることによって付加的な直列インダクタンスの影響を共振周波数に与えることとなる。従って、通常、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の共振周波数は、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の共振周波数よりもやや低くなる。なお、図4bにおいて、43は電界を示している。

【0030】その結果、本実施形態のごとき構成の $\lambda/4$ 誘電体共振器は、その寸法を低減するための2つの効果を同時に得ることができる。1つは $\lambda/4$ 誘電体共振器の概念によるものであり、もう1つは $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合に比して $\lambda/4$ 誘電体共振器の短絡面44による周波数の低下によるものである。

【0031】8.5mm×4.25mm×1.0mmの50

$\lambda/4$ 誘電体共振器の実験的に得られた共振周波数は1.945GHzであり、これは8.5mm×8.5mm×1.0mmの $\lambda/2$ 誘電体共振器の共振周波数より5.5MHzも低くなっている。

【0032】以下、無負荷Q値について説明する。

【0033】共振器の性能又は質を評価するための数値はQ値である。無負荷Q値Q₀は以下のように定義される。

【0034】 $Q_0 = \omega_0 \times (\text{共振回路に蓄えられたエネルギー}) / (\text{共振回路での電力損失})$

ただし、 ω_0 は共振角周波数である。

【0035】図2に示す $\lambda/2$ 誘電体共振器は、3つの損失係数を有している。それらは、金属コーティングによる導体損、誘電体材料による誘電体損、誘電体材料が空気に開放されていることによる輻射損である。

【0036】 $\lambda/2$ 誘電体共振器の無負荷Q値Q₀は以下の式を用いて算出できる。

【0037】

$$1/Q_0 = 1/Q_d + 1/Q_e + 1/Q_r$$

ここで、Q_dは導体損に基づくQ値、Q_eは誘電体損に基づくQ値、Q_rは輻射損に基づくQ値である。

【0038】Q値が損失に反比例するので、このQ値が大きければ大きいほど電力損失が小さくなる。

【0039】誘電体損に基づくQ値Q_d × 共振周波数(GHz) = A (定数)である。ただし、Aは誘電体材料の損失係数であり、ある範囲の周波数帯域において周波数に依存しない。2GHz～10GHzの周波数帯域においてかつ比誘電率が $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料において、本出願人の測定によれば、A = 7500 (GHz)である。

【0040】前述したように、 $\lambda/4$ 共振器の共振周波数が $\lambda/2$ 誘電体共振器の共振周波数よりもやや低いので、誘電体損に基づくQ値Q_eはやや大きくなる。

【0041】図3及び図2からも明らかのように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器は、その開放面の面積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分であるため、輻射損もほぼ半分となる。

【0042】 $\lambda/4$ 誘電体共振器では、さらに、金属でコーティングされている部分(完全な電気導体の平面を除く)の面積も半分となるので、導体損もほぼ半分となる。

【0043】 $\lambda/4$ 誘電体共振器における付加的な損失源は、完全な電気導体平面のみである。しかしながら、この平面は小さく、かつ誘電体損によって一部補償される。

【0044】 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分でありかつ全体の損失係数がほぼ半分であるため、無負荷Q値は、 $\lambda/4$ 誘電体共振器及び $\lambda/2$ 誘電体共振器の両方においてほぼ等しい。

【0045】8.5mm×8.5mm×1.0mmの入

／2誘電体共振器の実験的に得られた無負荷Q値は2.60であり、 $8.5\text{ mm} \times 4.25\text{ mm} \times 1.0\text{ mm}$ の $\lambda/4$ 誘電体共振器の場合は2.50である。このわずかな差は、短絡面における導体損によるものである。

【0046】以上述べたように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分であるが、共振器の2つの重要なパラメータである共振周波数及び無負荷Q値はほぼ同じであるということができる。

【0047】以下、共振器寸法の最適化について説明する。

【0048】本実施形態の $\lambda/4$ 誘電体共振器の最低次モード(TEMモード)における共振周波数は、共振器の長さに完全に依存し($w < \lambda g/2$ 、ただし λg は管内波長)、その幅には依存しない。 1.945 GHz の共振周波数の場合、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の長さは4.25mmであり、これは一定である。本実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の厚さは、文献(1)に記載されているように1.00mmに最適化されている。

【0049】従って、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の寸法を最適化するための残された1つのパラメータは、この共振器の幅wである。

【0050】図5aは、 $\lambda/4$ 誘電体共振器のwに対する無負荷Q値Q₀の特性図である。

【0051】同図より、無負荷Q値は、 $w = 3.0\text{ mm}$ まで急激に増大し、その後はほぼ一定値となっていることが分かる。従って、 $w = 3.0\text{ mm}$ 、即ち、 $3.0\text{ mm} \times 4.25\text{ mm} \times 1.0\text{ mm}$ が、無負荷Q値 $Q_0 \approx 2.40$ を有する $\lambda/4$ TEMモード誘電体共振器の最適化寸法となる。 $w > 3.0\text{ mm}$ の場合、共振器の内部エネルギーがこの共振器の損失にほぼ比例して無負荷Q値は増大しない。この $\lambda/4$ 誘電体共振器は、例えば、移動通信システム用のフィルタに使用して非常に有効である。

【0052】共振器の幅の減少によって電気導体(PEC)の面積が減少し、付加される磁界リーケージが減少する。よって直列インダクタが減少して共振周波数が上昇する。

【0053】実験結果より、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の幅が $w = 8.5\text{ mm}$ から 3.0 mm まで減少した場合(共振器の長さ及び厚さはそれぞれ4.25mm及び1.00mmに維持)、TEMモードの共振周波数は 1.945 GHz から 2.133 GHz に上昇した。

【0054】同様に、図5bに示すように、 1 GHz 及び 3 GHz の各共振周波数における共振器の幅の最適化を行った。同図より、 1 GHz においては、最適幅は $w \approx 6\text{ mm}$ であり、 3 GHz においては、最適幅は $w \approx 2\text{ mm}$ であった。共振器の他のパラメータ(共振器の厚さ、誘電率等)が一定に保たれていれば、共振周波数が2倍になれば共振器の最適幅は半分となるといえる。

【0055】図6は、本発明の他の実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

10

20

30

40

50

【0056】同図において、60は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、61は誘電体ブロック60の上面にコーティングされた金属層、62は誘電体ブロック60の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。下面の金属層62は接地されている。1つの側面の金属層64は、 $\lambda/2$ 共振器の完全な電気導体(PEC)に相当し、上面の金属層61と下面の金属層62とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック60の、金属層64でコーティングされた側面と直交する側面の1つには、略矩形の金属パターンからなる励振電極66が形成されている。なお、接地されている下面に形成された金属層62の一部には、励振電極66と金属層64とを離隔するための切り欠き62aが設けられている。

【0057】本実施形態において、誘電体ブロック60は $\epsilon_r = 9.3$ という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層61及び62並びに励振電極66は銀で形成されている。

【0058】本実施形態の構成は、励振電極66が短絡面と直交する側面の1つに設けられていることを除いて図4aの実施形態の構成と同じであり、その作用効果も図4aの実施形態の場合とほぼ同様である。

【0059】図7は、本発明のさらに他の実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【0060】同図において、70は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、71は誘電体ブロック70の上面にコーティングされた金属層、72は誘電体ブロック70の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。下面の金属層72は接地されている。1つの側面の金属層74は、 $\lambda/2$ 共振器の完全な電気導体(PEC)に相当し、上面の金属層71と下面の金属層72とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック70の、金属層74でコーティングされた側面と対向する側面には、略矩形の金属パターンからなる励振電極76が形成されている。なお、接地されている下面の金属層72の一部には、励振電極76と金属層74とを離隔するための切り欠き72aが設けられている。

【0061】本実施形態において、誘電体ブロック70は $\epsilon_r = 9.3$ という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層71、72及び74並びに励振電極76は銀で形成されている。

【0062】以下、外部Q値の制御について説明する。

【0063】外部Q値は、励振電極76の寸法を変えることによって制御可能である。本実施形態は、励振電極76の寸法を外部Q値を制御するための最適値に設定するものである。

【0064】図8は、本実施形態における励振電極76の幅bの変化に対する外部Q値及び無負荷Q値の変化を

示す特性図である。

【0065】励振電極76の高さを0.8mmという一定値に維持した状態でその幅bを増大させると、この幅bが増大するにつれてこの励振電極76によるキャパシタンスが増大し、外部回路との結合が増大する。従って図8に示すように、外部Q値が減少する。この外部Q値の変化は、同じく図8に示すように、無負荷Q値Q₀には何等重大な影響を与えるものではない。

【0066】図9は、本実施形態における励振電極76の幅bの変化に対する共振周波数の変化を示す特性図である。

【0067】励振電極76によるキャパシタンスは、共振器のキャパシタンスと並列である。従って図9に示すように、励振電極76の幅bが増大するにつれて、即ち励振電極76によるキャパシタンスが増大するにつれて、共振周波数は減少する。これは、特に広帯域の利用分野において、共振器の小型化を助けることとなる。ただし、励振電極によるキャパシタンスが共振器のキャパシタンスに比してかなり小さいため、共振周波数の変化はかなり小さい。

【0068】本実施形態の構成は、励振電極76の寸法が外部Q値を制御するための最適値に設定されていることを除いて図4aの実施形態の構成と同じである。また、その他の作用効果も図4aの実施形態の場合とほぼ同様である。

【0069】図10は、本発明のまたさらに他の実施形態におけるλ/4誘電体共振器の構成を概略的に示した斜視図であり、同図(A)は共振器の上部から見た図、同図(B)は共振器の下面のみを示した図である。

【0070】同図において、100は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、101は誘電体ブロック100の上面にコーティングされた金属層、102は誘電体ブロック100の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。下面の金属層102は接地されている。1つの側面の金属層104は、λ/2共振器の完全な電気導体(PEC)に相当し、上面の金属層101と下面の金属層102とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック100の、金属層104でコーティングされた側面と対向する側面には、略矩形の金属パターンからなる励振電極106が形成されている。接地されている下面の金属層102の一部には、切り欠き102aが設けられており、その切り欠き102a内に励振電極106の延長部106aが形成されている。このように励振電極106を接地面内まで広げることによっても、外部Q値を制御することができる。このことは実験的に確かめられている。

【0071】本実施形態において、誘電体ブロック100はε_r=9.3という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層101及び102並びに励振電極106及びその延長部106aは銀で形成されてい

る。

【0072】本実施形態の構成は、励振電極106の延長部106aが下面に設けられていることを除いて図4aの実施形態の構成と同じである。また、その他の作用効果も図4aの実施形態の場合とほぼ同様である。

【0073】図11は、本発明のさらに他の実施形態におけるλ/4誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図であり、図12は、図11の実施形態における誘電体共振器の上面を示す平面図である。

【0074】これらの図において、110は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、111は誘電体ブロック110の上面にコーティングされた金属層、112は誘電体ブロック110の下面にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。下面の金属層112は接地されている。1つの側面の金属層114は、λ/2共振器の完全な電気導体(PEC)に相当し、上面の金属層111と下面の金属層112とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック110の、金属層114でコーティングされた側面と対向する側面には、略矩形の金属パターンからなる励振電極116が形成されている。

【0075】接地されている下面の金属層112の一部には、励振電極116と金属層114とを離隔するための切り欠き112aが設けられている。

【0076】上面の金属層111には、1つのスリット117が設けられている。このスリット117は、本実施形態では、電流115の流れる方向、即ち励振方向(図12)と垂直方向に伸長する幅の狭い、例えば約0.2mm幅の、スリットで構成されている。

【0077】本実施形態において、誘電体ブロック110はε_r=9.3という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層111及び112並びに励振電極116は銀で形成されている。

【0078】以下、このスリット117による周波数調整について説明する。

【0079】図12に示すように、励振方向に対しての垂直方向のスリット117は、誘電体共振器の金属層111上の電流115の一部の流れを妨げる。この狭いスリット117は、共振器に直列のインダクタンスとして動作するので、共振周波数はスリット117の長さが長くなるにつれて低くなる。本実施形態では、スリット117の幅を約0.2mmと非常に狭くしているため、このスリット117を介する輻射を低減することができる。

【0080】図13は、周波数調整用スリットの長さに対する共振周波数及び無負荷Q値の特性図である。

【0081】同図に示すように、実験によれば、スリット117の長さl(励振方向と垂直方向の長さ)が0.0mmから1.5mmへ変化するのに伴って、共振周波数は2.152GHzから2.079GHzに低下して

いる。このように、電流の流れを妨げることにより導電損が増大し、スリット117の長さ l を長くするにつれて無負荷Q値がやや低減する。

【0082】なお、この周波数調整用スリットは、上面の金属層111上の中央部及び縁端部を含むどの位置にあっても良いし、また、その伸長方向は励振方向と異なる方向であればどの方向であっても良い。さらに、スリットの数は1つに限定されるものではなく複数であっても良い。

【0083】本実施形態の構成は、上面の金属層111にスリット117が設けられていることを除いて図4aの実施形態の構成と同じである。また、その他の作用効果も図4aの実施形態の場合とほぼ同様である。

【0084】次に、スプリアスモードについて説明する。

【0085】図14は、上述した実施形態の $\lambda/4$ 誘電体共振器における反射損失及び通過損失の周波数特性を実際に測定した特性図である。同図から明らかのように、この共振器のスプリアスモードは、使用されるモードから約3.9 GHz離れている6.0 GHzに存在する。従って、使用されるモードがスプリアスモードの影響を全く受けないことが分かる。

【0086】次に、上述した本発明の誘電体共振器の電圧制御発振器(VCO)への応用について説明する。

【0087】VCOの性能、即ちキャリア対ノイズ(C/N)比は、使用される誘電体共振器の無負荷Q値に依存する。移動通信端末に用いられる最近のVCOは、そのC/Nを向上させるために、高い無負荷Q値を有しあつ非常に薄い誘電体共振器を要求している。VCOに用いられる従来の誘電体共振器は、プリント基板の一部を使用しており、その上の約0.16 mmの厚さの金属層を用いていた。このような構造の従来の誘電体共振器は、約0.2 mmの厚さの絶縁材料でコーティングされている。従って、誘電体共振器の総厚は、0.36 mmとなっていた。2.0 mm × 4.25 mm × 0.36 mmという寸法を有するこのような共振器の無負荷Q値は、2 GHzにおいてたった20であった。

【0088】これに対して、本発明による $\lambda/4$ 誘電体共振器の寸法を2 GHzにおいて2.0 mm × 4.25 mm × 0.36 mmとなるように減少させれば、無負荷Q値は120となり、これは従来の誘電体共振器の6倍となる。本発明の一実施形態における誘電体共振器では、共振器本体の厚さが0.3 mm、コーティングされる金属層の厚さが0.06 mmとなる。

【0089】次に、上述した本発明の誘電体共振器のアンテナへの応用について説明する。

【0090】アンテナに誘電体共振器を用いる目的は、VCO及びフィルタの場合と反対である。VCO及びフィルタにおいては、Q値を、即ちVCO及びフィルタの性能を向上させるために損失を最小化することにあつ

た。

【0091】しかしながら、アンテナにおける目的は、できるだけ多くのエネルギーを放射することにある。本発明の誘電体共振器は、放射のための3つの開放面を有している。この誘電体共振器の誘電率を低下させれば、共振器内部の電界閉じ込め特性が弱くなり開放面を通る放射が増大する。従って、本発明の誘電体共振器は、必要に応じて誘電体材料の比誘電率を低減することにより、誘電率を低下させるか又は厚みを増大させることにより同じ周波数への適用において誘電体共振器の寸法が増大するもののアンテナに適用することができる。

【0092】上述した各実施形態における誘電体ブロック及び金属層の構成材料は単なる一例であり、これに限定されるものでないことは明らかである。また、励振電極の形状も、略矩形に限定されるものではなく、いかなるパターン形状であってもよいことも明らかである。

【0093】以上述べた実施形態は全て本発明を例示的に示すものであって限定的に示すものではなく、本発明は他の種々の変形態様及び変更態様で実施することができる。従って本発明の範囲は特許請求の範囲及びその均等範囲によってのみ規定されるものである。

【0094】

【発明の効果】以上詳細に説明したように本発明によれば、矩形誘電体ブロックと、その上平面にコーティングされた第1の金属層と、下平面にコーティングされた第2の金属層と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを備えたTEMモードで共振する $\lambda/4$ 誘電体共振器を構成しているので、共振周波数及び無負荷Q値を変えることなく、寸法を大幅に小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】公知文献に記載されたディスク共振器に関してその厚さと無負荷Q値との関係を理論的及び実験的に確認した結果を示す特性図である。

【図2】一般的な $\lambda/2$ 誘電体共振器の構成を示す斜視図である。

【図3】本発明の $\lambda/4$ 誘電体共振器の基本的構成を示す斜視図である。

【図4a】本発明の一実施形態における誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【図4b】図4aの実施形態におけるPEC面での磁界のリンクを説明する斜視図である。

【図5a】共振器の幅wに対する無負荷Q値Q_wの特性図である。

【図5b】1、2及び3 GHzの共振周波数における共振器幅の最適化を行うための、共振器の幅wに対する無負荷Q値Q_wの特性図である。

【図6】本発明の他の実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【図7】本発明のさらに他の実施形態における $\lambda/4$ 誘

電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【図8】図7の実施形態における励振電極の幅bの変化に対する外部Q値及び無負荷Q値の変化を示す特性図である。

【図9】図7の実施形態における励振電極の幅 b の変化に対する共振周波数の変化を示す特性図である。

【図10】本発明のまたさらに他の実施形態における入／4誘電体共振器の構成を概略的に示した斜視図であり、同図(A)は共振器の上部から見た図、同図(B)は共振器の下面のみを示した図である。

【図11】本発明のさらに他の実施形態におけるλ/4
誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である

【図12】図11の実施形態における誘電体共振器の上面を示す平面図である

【図13】図11の実施形態における周波数調整用スリットの長さに対する共振周波数及び無負荷Q値の特性図である。

* 【図14】上述した実施形態の $\lambda/4$ 誘電体共振器における反射損失及び通過損失の周波数特性を実際に測定した特性図である。

【符号の説明】

- 20、30、40、60、70、100、110 誘電
体ブロック

21、22、31、32、34、41、42、44、6
1、62、64、71、72、74、101、102、
104、111、112、114 金属層

10 23、33、43 電界

24 対称面

35、115 電流

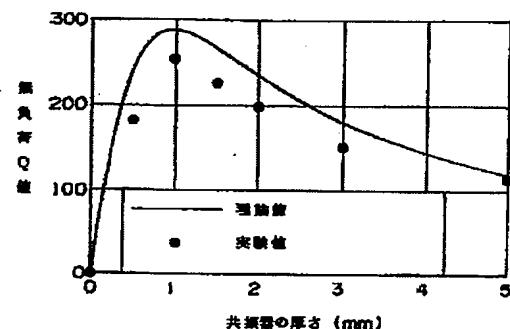
42a、62a、72a、102a、112a 切り欠
き

46、66、76、106、116 励振電極

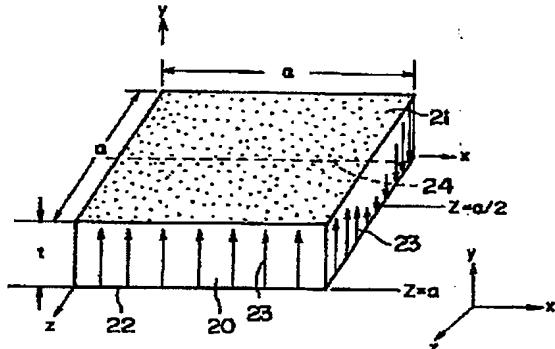
106a 延長部

117 スリット

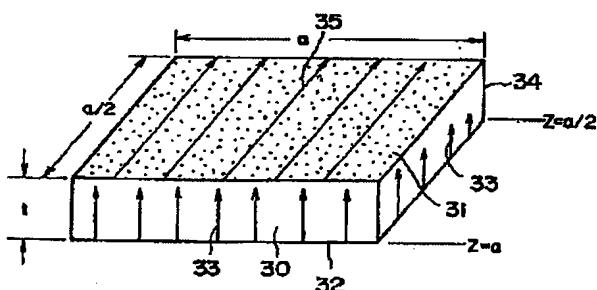
〔圖 1〕



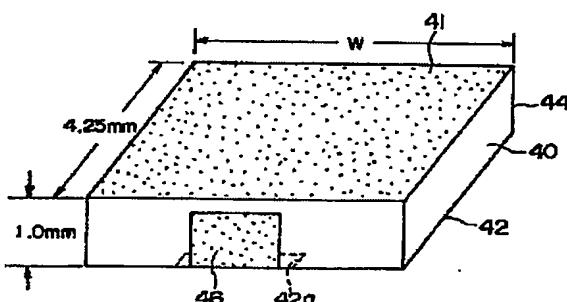
[図2]



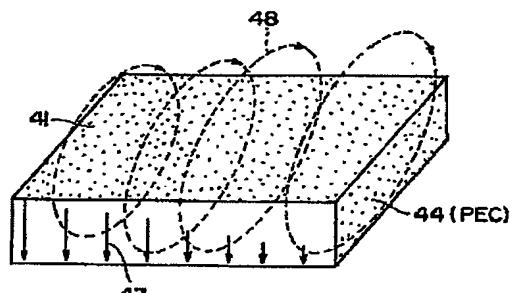
[图31]



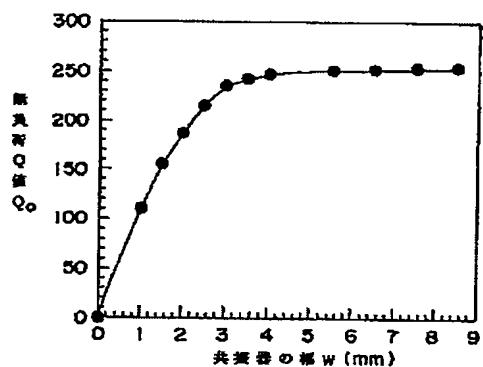
[图4a]



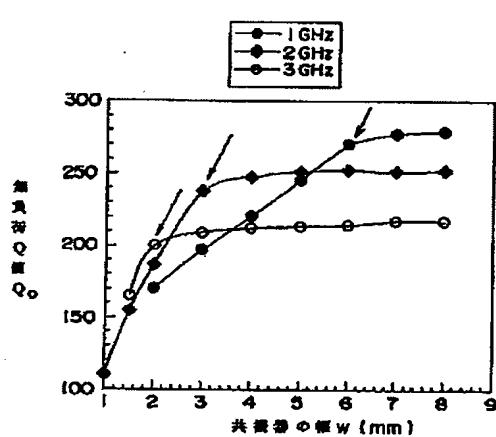
【図4 b】



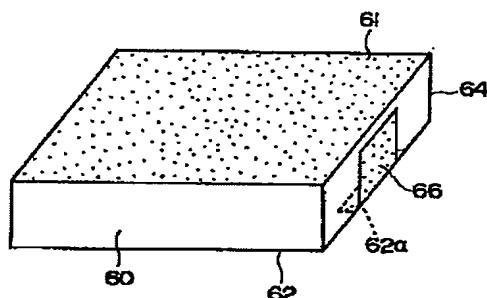
【図5 a】



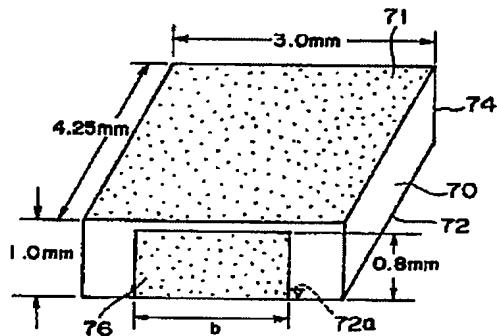
【図5 b】



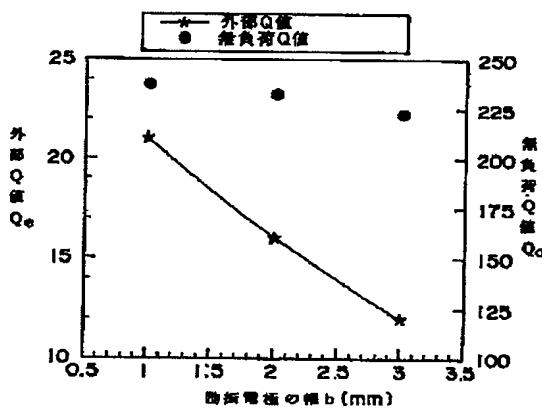
【図6】



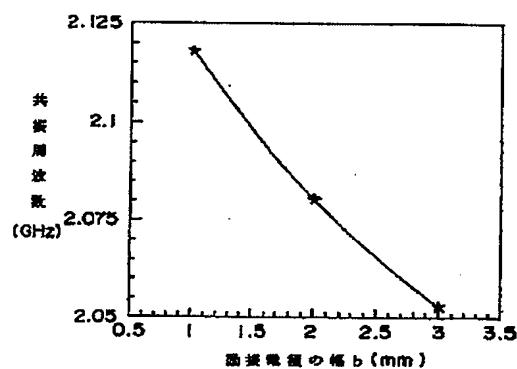
【図7】



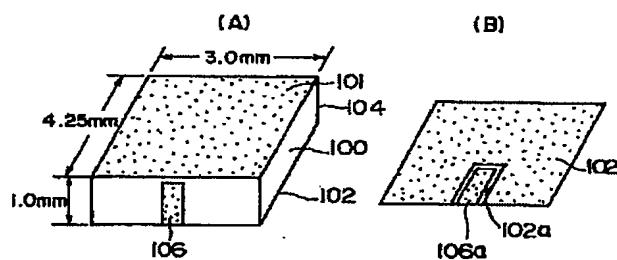
【図8】



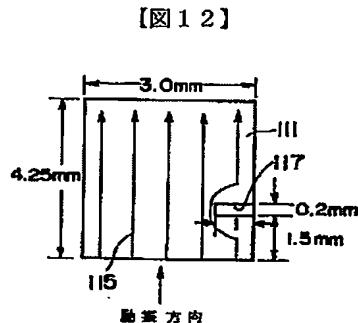
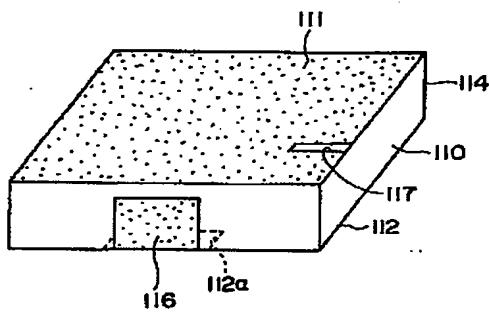
【図9】



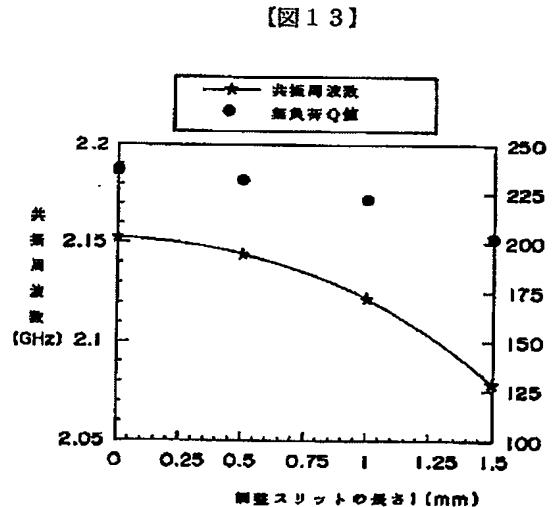
【図10】



【図11】



【図12】



【図14】

